

## \* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

Bibliography

---

- (19) [Publication country] Japan Patent Office (JP)
- (12) [Kind of official gazette] Open patent official report (A)
- (11) [Publication No.] JP,2002-136172,A (P2002-136172A)
- (43) [Date of Publication] May 10, Heisei 14 (2002. 5.10)
- (54) [Title of the Invention] The brushless DC motor control approach and its equipment
- (51) [The 7th edition of International Patent Classification]

H02P 6/16  
F04B 49/06 341  
H02P 5/00  
21/00

## [FI]

F04B 49/06 341 E  
H02P 5/00 X  
6/02 341 N  
5/408 C

[Request for Examination] Un-asking.

[The number of claims] 16

[Mode of Application] OL

[Number of Pages] 12

(21) [Application number] Application for patent 2000-322026 (P2000-322026)

(22) [Filing date] October 20, Heisei 12 (2000. 10.20)

(71) [Applicant]

[Identification Number] 000002853

[Name] Daikin Industries, LTD.

[Address] 2-4-12, Nakazaki-nishi, Kita-ku, Osaka-shi, Osaka The Umeda pin center, large building

(72) [Inventor(s)]

[Name] Maeda Toshiyuki

[Address] 1000-2, Otani, Okamoto-cho, Kusatsu-shi, Shiga-ken Inside of a Daikin, LTD. air-conditioning technical research center

(72) [Inventor(s)]

[Name] Kosaka Study

[Address] 1000-2, Otani, Okamoto-cho, Kusatsu-shi, Shiga-ken Inside of a Daikin, LTD. air-conditioning technical research center

(72) [Inventor(s)]

[Name] Kita Masanobu

[Address] 1000-2, Otani, Okamoto-cho, Kusatsu-shi, Shiga-ken Inside of a Daikin, LTD. air-conditioning technical research center

(74) [Attorney]

[Identification Number] 100087804

[Patent Attorney]

[Name] Tsugawa \*\*\*\*

[Theme code (reference)]

3H045  
5H550  
5H560  
5H576

[F term (reference)]

3H045 AA09 AA25 BA12 BA38 CA09 CA10 CA21 DA05 DA48 EA17 EA20 EA26 EA37  
5H550 AA09 BB02 BB03 BB05 CC05 DD04 EE10 FF08 GG03 GG05 GG06 GG10 HA07 HB07 JJ03 JJ04 JJ17 JJ25 JJ26 LL14 LL15 I  
5H560 BB04 BB07 DA13 DB13 DC12 DC13 EB01 EC05 GG04 RR07 SS07 TT15 UA02 XA02 XA04 XA05 XA10  
5H576 AA10 BB02 BB04 DD02 DD07 EE01 EE11 EE19 FF08 GG04 GG05 GG08 HB02 JJ04 JJ17 JJ23 JJ25 JJ26 JJ28 LL22 LL24 I

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

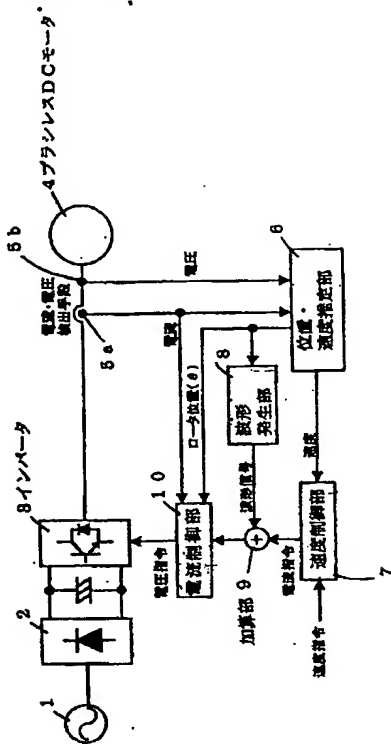
Epitome

(57) [Abstract]

[Technical problem] An electrical-potential-difference utilization factor is raised, eburnation of the rotation location presumption is carried out, a controllability is raised [ the effect of a motor property is reduced sharply, ], and, moreover, reduction of the noise and improvement in effectiveness are attained.

[Means for Solution] While the motor model is set up, consider a motor current and an electrical potential difference as an input. The location and the rate presumption section 6 which performs a predetermined operation and presumes the rotational speed of a rotator, and the rotation location of a rotator, The speed-control section 7 which performs a speed-control operation by considering the rate command given from the presumed rate and the outside as an input, and outputs a current command, The wave generating section 8 which generates the wave signal corresponding to the harmonic component of arbitration for the presumed rotation location as an input, A current control operation is performed by considering the addition result by the adder unit 9 adding a current command and a wave signal, and the adder unit 9, a motor current, and a rotation location as an input, an electrical-potential-difference command is outputted, and it has the current control section 10 supplied to an inverter 3.

[Translation done.]



[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The brushless DC motor control approach which is the approach of presuming the rotation location of a rotator using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, and controlling a brushless DC motor (4) based on a rotation location presumption result, and is characterized by considering as the wave on which the harmonic component of arbitration superimposed the output current of an inverter (3), or the wave of output voltage.

[Claim 2] The brushless DC motor control approach which is the approach of presuming the rotation location of a rotator using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, and controlling a brushless DC motor (4) based on a rotation location presumption result, and is characterized by determining the electrical potential difference which should be superimposed on a brushless DC motor (4) using a rotation location presumption result.

[Claim 3] The brushless DC motor control approach according to claim 1 or 2 which controls an inverter (3) to bring an output voltage wave close to a square wave in order to make the fundamental-wave component of output voltage increase when the output voltage of an inverter (3) reaches a marginal electrical potential difference.

[Claim 4] The brushless DC motor control approach according to claim 3 which controls the gain for inverter control that the increment rate of the fundamental-wave component contained in the output voltage wave over the increment in an output voltage command should be made fixed when the output voltage of an inverter

JP-A-2002-136172

(3) reaches a marginal electrical potential difference.

[Claim 5] The brushless DC motor control approach given in any of claim 1 to claim 4 which presumes a rotation location by the operation and filter operation based on a motor reverse model they are.

[Claim 6] A motor reverse model is the brushless DC motor control approach according to claim 5 which is a rotational-coordinates model.

[Claim 7] A motor reverse model is the brushless DC motor control approach according to claim 5 which is a fixed coordinate model.

[Claim 8] A brushless DC motor (4) is the brushless DC motor control approach given in any of claim 1 to claim 7 which is a brushless DC motor for a compressor drive (4) they are.

[Claim 9] The brushless DC motor control unit characterized by to be included the wave setting means (7) which makes into the wave on which it is equipment which presumes the rotation location of a rotator and controls a brushless DC motor (4) based on a rotation location presumption result, and the harmonic component of arbitration superimposed the output current of an inverter (3), or the wave of output voltage with the rotation location presumption means (6), (8), and (9) using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant.

[Claim 10] The brushless DC motor control unit characterized by to be included the applied-voltage decision means (7') (8), and (9) which determine the electrical potential difference which is equipment which presumes the rotation location of a rotator and controls a brushless DC motor (4) based on a rotation location presumption result, and should superimpose on a brushless DC motor (4) using a rotation location presumption result with a rotation location presumption means (6) using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant.

[Claim 11] The brushless DC motor control unit according to claim 9 or 10 which contains further the inverter control means (11) which controls an inverter (3) to bring an output voltage wave close to a square wave in order to make the fundamental-wave component of output voltage increase when the output voltage of an inverter (3) reaches a marginal electrical potential difference, and (12).

[Claim 12] Said inverter control means (12) is a brushless DC motor control unit according to claim 11 which is what controls the gain for inverter control that the increment rate of the fundamental-wave component contained in the output voltage wave over the increment in an output voltage command should be made fixed when the output voltage of an inverter (3) reaches a marginal electrical potential difference.

[Claim 13] Said rotation location presumption means (6) is a brushless DC motor control unit given in any of claim 9 to claim 12 which is what presumes a rotation location by the operation and filter operation based on a motor reverse model they are.

[Claim 14] A motor reverse model is a brushless DC motor control unit according to claim 13 which is a rotational-coordinates model.

[Claim 15] A motor reverse model is a brushless DC motor control unit according to claim 13 which is a fixed coordinate model.

[Claim 16] A brushless DC motor (4) is a brushless DC motor control unit given in any of claim 9 to claim 15 which is a brushless DC motor for a compressor drive (4) they are.

[Translation done.]

#### \* NOTICES \*

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

#### DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] If it says further a detail about the brushless DC motor control approach and its

file:///C:/Documents%20and%20Settings/mmmckeever/My%20Documents/JPOEn/JP-A-2002-136... 1/21/2005

equipment, this invention presumes the rotation location of a rotator, without using a sensor, and relates to the approach of controlling a brushless DC motor based on a rotation location presumption result, and its equipment.

[0002]

[Description of the Prior Art] Although the brushless DC motor is adopted as a driving source of various kinds of devices from the former, while the improvement in the operating-range expansion by the improvement in an electrical-potential-difference utilization factor (overmodulation), efficient-izing, and a controllability and low noise-ization are demanded from this brushless DC motor, that eburnation is demanded when performing improvement in dependability by making unnecessary the sensor for detecting the rotation location of a rotator, cost cut, and sensor loess control.

[0003] And as the brushless DC motor control approach for satisfying such a demand, as shown in (1 "sensor loess control of an IPM motor"), the motor technical symposium B-5, and 1999/3, the sensor loess vector control using the disturbance observer which considers induced voltage as disturbance is proposed. This sensor loess vector control is a disturbance observer and the control approach using the current control without an overmodulation.

[0004] Moreover, while observing the induced voltage of the non-energized phase of a motor and detecting a rotator rotation location from motor induced voltage by setting the period energized to the stator winding of (2) brushless DC motors as 120 degrees, the approach of performing electrical-potential-difference phase control and controlling a brushless DC motor is also proposed.

[0005] Furthermore, while detecting the potential of the neutral point of a stator winding when Y connection of the (3) control brushless DC motor was carried out and detecting a rotator rotation location from neutral point potential, the approach of performing armature-voltage control or current control, and controlling a brushless DC motor is also proposed.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, since an electrical-potential-difference utilization factor cannot be gathered on the relation which uses current control when the approach of (1) is adopted, it is necessary to lessen motor winding and to lower induced voltage, as a result there is un-arranging [ that effectiveness will fall ].

[0007] When the approach of (2) is adopted, energization width of face cannot be expanded on the relation which observes the induced voltage in a non-energized phase, but there is un-arranging [ that an electrical-potential-difference utilization factor cannot be gathered ]. Moreover, there is also un-arranging [ that the control range of an electrical-potential-difference phase is small, and cannot operate efficiently IPM (brushless DC motor which has the rotator of embedded magnet structure) ]. Furthermore, since rotation location detection in every 60 degrees can only be performed, un-arranging [ that it is difficult ] has also carried out eburnation of the control.

[0008] Although it does not generate un-arranging like [ in the case of observing induced voltage ] when the approach of (3) is adopted, there is un-arranging [ that a controllability may change with motor structure and motor properties a lot, and the motor which cannot be operated may exist ]. Moreover, since rotation location detection in every 60 degrees can only be performed, un-arranging [ that it is difficult ] has also carried out eburnation of the control.

[0009]

[Objects of the Invention] It aims at offering the brushless DC motor control approach that the eburnation of improvement in an electrical-potential-difference utilization factor, a noise reduction, the improvement in effectiveness, and control can be attained, and its equipment, without making this invention in view of the above-mentioned trouble, and being influenced [ most ] of a motor property.

[0010]

[Means for Solving the Problem] In presuming the rotation location of a rotator using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, and controlling a brushless DC motor based on a rotation location presumption result, the brushless DC motor control approach of claim 1 is the approach of making it into the wave on which the harmonic component of arbitration superimposed the output current of an inverter, or the wave of output voltage.

[0011] In presuming the rotation location of a rotator using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, and controlling a brushless DC motor based on a rotation location presumption result, the brushless DC motor control approach of claim 2 is an approach of determining the electrical potential difference which should be superimposed on a brushless DC motor using a rotation location presumption result.

[0012] When the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference, the brushless

DC motor control approach of claim 3 is the approach of controlling an inverter to bring an output voltage wave close to a square wave so that it may make the fundamental-wave component of output voltage increase.

[0013] The brushless DC motor control approach of claim 4 is the approach of controlling the gain for inverter control that the increment rate of the fundamental-wave component contained in the output voltage wave over the increment in an output voltage command should be made fixed, when the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference.

[0014] The brushless DC motor control approach of claim 5 is an approach of presuming a rotation location by the operation and filter operation based on a motor reverse model.

[0015] The brushless DC motor control approach of claim 6 is the approach of adopting a rotational-coordinates model as a motor reverse model.

[0016] The brushless DC motor control approach of claim 7 is the approach of adopting a fixed coordinate model as a motor reverse model.

[0017] The brushless DC motor control approach of claim 8 is the approach of adopting the brushless DC motor for a compressor drive as a brushless DC motor.

[0018] Using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, the brushless DC motor control unit of claim 9 presumes the rotation location of a rotator with a rotation location presumption means, controls a brushless DC motor based on a rotation location presumption result, and includes the wave setting means made into the wave on which the harmonic component of arbitration superimposed the output current of an inverter, or the wave of output voltage.

[0019] The brushless DC motor control unit of claim 10 presumes the rotation location of a rotator using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, controls a brushless DC motor based on a rotation location presumption result, and includes an applied-voltage decision means to determine the electrical potential difference which should be superimposed on a brushless DC motor using a rotation location presumption result.

[0020] When the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference, the brushless DC motor control device of claim 11 includes further the inverter control means which controls an inverter to bring an output voltage wave close to a square wave so that it may make the fundamental-wave component of output voltage increase.

[0021] As said inverter control means, when the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference, what controls the gain for inverter control that the increment rate of the fundamental-wave component contained in the output voltage wave over the increment in an output voltage command should be made fixed is used for the brushless DC motor control device of claim 12.

[0022] What presumes a rotation location by the operation and filter operation based on a motor reverse model as said rotation location presumption means is used for the brushless DC motor control device of claim 13.

[0023] A rotational-coordinates model is used for the brushless DC motor control device of claim 14 as a motor reverse model.

[0024] A fixed coordinate model is used for the brushless DC motor control device of claim 15 as a motor reverse model.

[0025] The brushless DC motor for a compressor drive is used for the brushless DC motor control device of claim 16 as a brushless DC motor.

[0026]

[Function] If it is the brushless DC motor control approach of claim 1, the rotation location of a rotator will be presumed using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant. In controlling a brushless DC motor based on a rotation location presumption result Since the output current of an inverter or the wave of output voltage is made into the wave which the harmonic component of arbitration superimposed An electrical-potential-difference utilization factor can be raised, eburnation of the rotation location presumption can be carried out, a controllability can be raised [ the effect of a motor property can be reduced sharply, ], and, moreover, reduction of the noise and improvement in effectiveness can be attained.

[0027] If it is the brushless DC motor control approach of claim 2, the rotation location of a rotator will be presumed using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant. In controlling a brushless DC motor based on a rotation location presumption result Since the electrical potential difference which should be superimposed on a brushless DC motor using a rotation location presumption result is determined An electrical-potential-difference utilization factor can be raised, eburnation of the rotation location presumption can be carried out, a controllability can be raised [ the effect of a motor property can be reduced sharply, ], and, moreover, reduction of the noise and improvement in effectiveness can be attained.

[0028] Since an inverter is controlled to bring an output voltage wave close to a square wave in order to make

the fundamental-wave component of output voltage increase when it was the brushless DC motor control approach of claim 3 and the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference, in addition to an operation of claim 1 or claim 2, an operating range is expandable to a high-speed side.

[0029] Since the gain for inverter control is controlled that the increment rate of the fundamental-wave component contained in the output voltage wave over the increment in an output voltage command should be made fixed when it was the brushless DC motor control approach of claim 4 and the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference, in addition to an operation of claim 3, destabilization of control and degradation of a controllability can be controlled sharply.

[0030] If it is the brushless DC motor control approach of claim 5, since a rotation location is presumed by the operation and filter operation based on a motor reverse model, in addition to operation [ which / of claim 1 to claim 4 ], the precision of rotation location presumption can be raised.

[0031] If it is the brushless DC motor control approach of claim 6, since a rotational-coordinates model is adopted as a motor reverse model, the same operation as claim 5 can be attained.

[0032] If it is the brushless DC motor control approach of claim 7, since a fixed coordinate model is adopted as a motor reverse model, the same operation as claim 5 can be attained.

[0033] If it is the brushless DC motor control approach of claim 8, since the brushless DC motor for a compressor drive is adopted as a brushless DC motor, in addition to operation [ which / of claim 1 to claim 7 ], the reduction in the noise and efficient-ization can be attained.

[0034] In presuming the rotation location of a rotator with a rotation location presumption means using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, and controlling a brushless DC motor based on a rotation location presumption result, if it is the brushless DC motor control unit of claim 9, it can consider as the wave on which the harmonic component of arbitration superimposed the output current of an inverter, or the wave of output voltage with the wave setting means.

[0035] Therefore, an electrical-potential-difference utilization factor can be raised, eburnation of the rotation location presumption can be carried out, a controllability can be raised [ the effect of a motor property can be reduced sharply, ], and, moreover, reduction of the noise and improvement in effectiveness can be attained.

[0036] In presuming the rotation location of a rotator using a motor current, an electrical potential difference, and a device constant, and controlling a brushless DC motor based on a rotation location presumption result, if it is the brushless DC motor control unit of claim 10, the electrical potential difference which should be superimposed on a brushless DC motor with an applied-voltage decision means using a rotation location presumption result can be determined.

[0037] Therefore, an electrical-potential-difference utilization factor can be raised, eburnation of the rotation location presumption can be carried out, a controllability can be raised [ the effect of a motor property can be reduced sharply, ], and, moreover, reduction of the noise and improvement in effectiveness can be attained.

[0038] Since the inverter control means which controls an inverter is further included so that an output voltage wave may be brought close to a square wave in order to make the fundamental-wave component of output voltage increase when it was the brushless DC motor control device of claim 11 and the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference, in addition to an operation of claim 9 or claim 10, an operating range is expandable to a high-speed side.

[0039] If it is the brushless DC motor control device of claim 12, since what controls the gain for inverter control that the increment rate of the fundamental-wave component contained in the output voltage wave over the increment in an output voltage command should be made fixed is adopted when the output voltage of an inverter reaches a marginal electrical potential difference, in addition to an operation of claim 11, destabilization of control and degradation of a controllability can be sharply controlled as said inverter control means.

[0040] If it is the brushless DC motor control device of claim 13, since what presumes a rotation location by the operation and filter operation based on a motor reverse model as said rotation location presumption means will be adopted, in addition to operation [ which / of claim 9 to claim 12 ], the precision of rotation location presumption can be raised.

[0041] If it is the brushless DC motor control device of claim 14, since a rotational-coordinates model is adopted as a motor reverse model, the same operation as claim 13 can be attained.

[0042] If it is the brushless DC motor control device of claim 15, since a fixed coordinate model is adopted as a motor reverse model, the same operation as claim 13 can be attained.

[0043] If it is the brushless DC motor control device of claim 16, since the brushless DC motor for a compressor drive is adopted as a brushless DC motor, in addition to operation [ which / of claim 9 to claim 15 ], the reduction in the noise and efficient-ization can be attained.

[0044]



[Embodiment of the Invention] Hereafter, with reference to an accompanying drawing, the mode of operation of the brushless DC motor control device of this invention and its equipment is explained in detail.

[0045] Drawing 1 is the block diagram showing one embodiment of the brushless DC motor control device of this invention.

[0046] The converter 2 which this brushless DC motor control device considers AC power supply 1 as an input, and obtains direct current power, The inverter 3 which obtains alternating current power by considering this direct current power as an input, and is supplied to a brushless DC motor 4, While current detecting-element 5a which detects the motor current supplied to a brushless DC motor 4, electrical-potential-difference detection means 5b which detects the electrical potential difference in the terminal of a brushless DC motor 4, and a motor model are set up The location and the rate presumption section 6 which performs a predetermined operation by considering a motor current and an electrical potential difference as an input, and presumes the rotational speed (a rate is only called hereafter) of a rotator, and the rotation location {the Rota location (theta) is called hereafter} of a rotator, The speed-control section 7 which performs a speed-control operation by considering the rate command given from the presumed rate and the outside as an input, and outputs a current command, The wave generating section 8 which generates the wave signal corresponding to the harmonic component of arbitration for the presumed Rota location (^theta) as an input, A current control operation is performed by considering the addition result by the adder unit 9 adding a current command and a wave signal, and the adder unit 9, a motor current, and the Rota location (^theta) as an input, an electrical-potential-difference command is outputted, and it has the current control section 10 supplied to an inverter 3.

[0047] Drawing 2 is the block diagram showing an example of the configuration of said location and rate presumption section 6.

[0048] The three-phase-circuit ->gammadelta transducer 61 which this location and rate presumption section 6 consider a three-phase-circuit electrical potential difference as an input according to the Rota location (^theta), performs gammadelta conversion (several 1 reference), and outputs gammadelta electrical-potential-difference vector, The three-phase-circuit ->gammadelta transducer 62 which performs gammadelta conversion by considering a three-phase-circuit current as an input according to the Rota location (^theta), and outputs gammadelta current phasor, The motor reverse model section 63 which outputs an electrical-potential-difference vector by considering gammadelta current phasor as an input, The difference calculation section 64 which computes the difference of the electrical-potential-difference vector outputted from the motor reverse model section 63, and the electrical-potential-difference vector outputted from the three-phase-circuit ->gammadelta transducer 61, It has the filter 65 which considers the difference outputted from the difference calculation section 64 as an input, the location presumption section 66 which presumes the Rota location (theta) by considering the output from a filter as an input, and the differential section 67 which performs differential processing by considering the Rota location (^theta) as an input, and outputs a rate.

[0049]

[Equation 1]

$$C (^{\circ}\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos (^{\circ}\theta) & \cos (^{\circ}\theta - 2\pi/3) & \cos (^{\circ}\theta + 2\pi/3) \\ -\sin (^{\circ}\theta) & -\sin (^{\circ}\theta - 2\pi/3) & -\sin (^{\circ}\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y \\ \delta \end{bmatrix} = C (^{\circ}\theta) \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}$$

[0050] In this case, the Rota location (theta) can be presumed using a rotational-coordinates motor model.

[0051] In this drawing and the following drawings \*\*\*\* coordinate In addition, 2 phase rectangular cross fixed coordinate, In gammadelta coordinate, ^theta rotational coordinates and theta a presumed electrical angle rate and v3 for an electrical angle and ^omega A three phase electrical potential difference, In i3, three phase current and vgammadelta gammadelta shaft current and epsilongammadelta for gammadelta shaft electrical potential difference and igammadelta gammadelta shaft induced voltage, alpha1 and beta1 d shaft inductance and Lq for the pole of a filter transfer function, and Ld q shaft inductance, R an armature flux linkage and ktheta for armature resistance and phi Feedback gain, The error of a motor model and a real motor and ~ show a sensor value, ^ shows estimate, respectively, and the function and delta to which in s a differential operator and ||-|| return - if x is forward and the square root of the square sum and sign (x) are + and negative are given like several 2.

[0052]

[Equation 2]



$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{rs} &= [\mathbf{v}_r, \mathbf{v}_s]^T \\
 \mathbf{i}_{rs} &= [\mathbf{i}_r, \mathbf{i}_s]^T \\
 \mathbf{\varepsilon}_{rs} &= [\mathbf{\varepsilon}_r, \mathbf{\varepsilon}_s]^T \\
 \mathbf{v}_{\alpha\beta} &= [\mathbf{v}_r, \mathbf{v}_s]^T \\
 \mathbf{i}_{\alpha\beta} &= [\mathbf{i}_r, \mathbf{i}_s]^T \\
 \mathbf{v}_3 &= [\mathbf{v}_u, \mathbf{v}_v, \mathbf{v}_w]^T \\
 \mathbf{i}_3 &= [\mathbf{i}_u, \mathbf{i}_v, \mathbf{i}_w]^T \\
 \mathbf{L}_1 &= \begin{bmatrix} \mathbf{L}_d & 0 \\ 0 & \mathbf{L}_q \end{bmatrix} \\
 \mathbf{L}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -1_q \\ \mathbf{L}_d & 0 \end{bmatrix} \\
 \alpha_1 &= \begin{bmatrix} \alpha_r & 0 \\ 0 & \beta_r \end{bmatrix} \\
 \beta_1 &= \begin{bmatrix} \alpha_s & 0 \\ 0 & \beta_s \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

[0053] Drawing 3 is the block diagram showing an example of the configuration of said wave generating section 8.

[0054] This wave generating section 8 A 1/N degree harmonic, ..., a 1/secondary harmonic, a zero-order harmonic, While having the 1/N degree harmonic storage section which has memorized the amplitude of a primary harmonic, a secondary harmonic, ..., the n-th harmonic, and a phase, ..., the 1/secondary harmonic storage section, the zero-order harmonic storage section, the primary harmonic storage section, the secondary harmonic storage section, ..., the n-th harmonic storage section By supplying the Rota location (theta) to these storage sections, it has the adder unit adding the amplitude read from each storage section, and the result of having added the read-out value from all the storage sections is outputted as a wave signal.

[0055] The operation of the brushless DC motor control unit of the above-mentioned configuration is as follows.

[0056] The Rota location ( $\hat{\theta}$ ) and a rate can be presumed by detecting a motor current and an electrical potential difference, and supplying a location and the rate presumption section 6.

[0057] And a current command can be obtained by supplying the presumed rate to the speed-control section 7.

[0058] Moreover, the wave signal showing the harmonic component of arbitration is generated by supplying the Rota location ( $\hat{\theta}$ ) to the wave generating section 8.

[0059] Thus, while adding the current command and wave signal which were acquired and supplying the current control section 10, a motor current and the Rota location ( $\hat{\theta}$ ) are also supplied to the current control section 10, an electrical-potential-difference command is obtained, an inverter 3 is controlled, and a brushless DC motor 4 is controlled by supplying the output from an inverter 3.

[0060] Therefore, an electrical-potential-difference utilization factor can be raised, eburnation of the rotation location presumption can be carried out, a controllability can be raised [ the effect of a motor property can be reduced sharply, ], and, moreover, reduction of the noise and improvement in effectiveness can be attained.

[0061] In addition, although it is made to carry out direct detection of the electrical potential difference, you may make it presume from the PWM pattern for driving an inverter 3 etc. in this embodiment.

[0062] Drawing 4 is the block diagram showing other examples of the configuration of a location and the rate presumption section 6.

[0063] The point that this location and rate presumption section 6 differ from the location and the rate presumption section 6 of drawing 2 greatly is a point which replaced with the rotational-coordinates motor model and adopted the fixed coordinate motor model.

[0064] The three-phase-circuit  $\rightarrow$  2 phase transducer 71 which this location and rate presumption section 6 consider a three-phase-circuit electrical potential difference as an input, and outputs \*\*\*\* electrical-potential-difference vector, The three-phase-circuit  $\rightarrow$  2 phase transducer 72 which outputs \*\*\*\* current phasor by considering a three-phase-circuit current as an input, A difference with the electrical-potential-difference vector which acquires an electrical-potential-difference vector by considering \*\*\*\* current phasor as an input, and is outputted from the three-phase-circuit  $\rightarrow$  2 phase transducer 71 is computed. The motor

reverse model section 73 which computes a difference with the processing result based on \*\*\*\* current phasor and q shaft inductance L after finding the integral. It has the Rota location calculation section 74 which performs  $\tan^{-1}$  processing to the output from the motor reverse model section 73, and outputs the Rota location ( $\hat{\theta}$ ), and the differential section 75 which performs differential processing by considering the Rota location ( $\hat{\theta}$ ) as an input, and outputs a rate.

[0065] Also in this case, the Rota location ( $\hat{\theta}$ ) and a rate can be presumed like the location and the rate presumption section 6 of drawing 2.

[0066] Drawing 5 is the block diagram showing other examples of the configuration of the wave generating section 8.

[0067] In this wave generating section 8, since the wave memory which memorizes the amplitude according to the Rota location ( $\theta$ ) is prepared, a configuration can be simplified as compared with the case of drawing 3.

[0068] Here, as the wave memorized by wave memory is shown in drawing 6, the Rota location ( $\theta$ ) is the change wave of the amplitude corresponding to the range to  $0-2\pi$ .

[0069] However, the wave-like die length memorized by wave memory is set up according to the harmonic needed. For example, when a 1/secondary harmonic is required, the change wave of the amplitude to  $0-4\pi$  is memorized. Moreover, what is necessary is to memorize only the wave of the minimum die length which can be presumed from symmetric property, in order to reduce memory space. For example, when a 1/secondary harmonic is required, the change wave of the amplitude to  $0-4\pi$  is memorized.

[0070] Drawing 7 is the block diagram showing other embodiments of the brushless DC motor control device of this invention.

[0071] The points that this brushless DC motor control device differs from the brushless DC motor control device of drawing 1 are only the point which adopted speed-control section 7' which replaces with the speed-control section 7, performs a speed-control operation by considering a presumed rate, the Rota location ( $\hat{\theta}$ ), and a rate command as an input, and outputs an electrical-potential-difference command, and a point of having omitted the current control section 10.

[0072] When the brushless DC motor control unit of this configuration is adopted, a motor current and an electrical potential difference are detected, and the Rota location ( $\hat{\theta}$ ) and a rate are presumed by the location and the rate presumption section 6.

[0073] And an electrical-potential-difference command is computed based on the presumed Rota location ( $\hat{\theta}$ ), a rate, and a rate command.

[0074] On the other hand, a wave signal is generated based on the Rota location ( $\hat{\theta}$ ), it adds with an electrical-potential-difference command, an electrical-potential-difference command is amended, an inverter 3 is supplied, an inverter 3 is controlled, and a brushless DC motor 4 is controlled by supplying the output from an inverter 3.

[0075] In this case, even if a voltage waveform is a sine wave, in response to the property of a motor, or the effect of a load, a current wave form becomes a non-sinusoidal wave. However, in a location and the rate presumption section 6, since the Rota location ( $\hat{\theta}$ ) is presumed using the motor reverse model and the filter, the presumed precision of the Rota location can be raised.

[0076] Therefore, an electrical-potential-difference utilization factor can be raised, eburnation of the rotation location presumption can be carried out, a controllability can be raised [ the effect of a motor property can be reduced sharply, ], and, moreover, reduction of the noise and improvement in effectiveness can be attained.

[0077] Drawing 8 is the block diagram showing the embodiment of further others of the brushless DC motor control device of this invention.

[0078] The point that this brushless DC motor control device differs from the brushless DC motor control device of drawing 1 is only a point which supplies the electrical-potential-difference command outputted from the current control section 10 to an inverter 3 through a voltage limiter 11.

[0079] The operation at the time of adopting the brushless DC motor control unit of this configuration is as follows.

[0080] Since an electrical-potential-difference command is supplied to an inverter 3 as it is when the electrical-potential-difference command has not crossed the electrical-potential-difference limitation set as the voltage limiter 11, the same operation as the brushless DC motor control unit of drawing 1 can be attained.

[0081] On the contrary, since an electrical-potential-difference command clips to an electrical-potential-difference limitation and [referring to the (A) in drawing 9] and a square wave are approached as shown in drawing 9 which shows only a part for single phase when an electrical-potential-difference command crosses the electrical-potential-difference limitation set as the voltage limiter 11, inverter output voltage also

JP-A-2002-136172

approaches a square wave [refer to (C) in drawing 9]. Consequently, even is the same output marginal electrical potential difference, a fundamental-wave component can be enlarged and the operating range of [referring to the (B) in drawing 9] and a brushless DC motor 4 can be expanded to a high-speed side.

[0082] As shown in drawing 10, when an electrical-potential-difference command is below an electrical-potential-difference limitation, you can understand this easily by comparing with the fundamental-wave component [referring to the (B) in drawing 10] in [refer to the (A) in drawing 10].

[0083] Moreover, even if it compares the observation result [refer to the (C) in drawing 11] which shows the operating range in the case of using the simulation result [referring to the (B) in drawing 11] which shows the operating range in the case of using the simulation result [referring to the (A) in drawing 11] and voltage limiter which show the operating range when not using a voltage limiter, and a voltage limiter, by using a voltage limiter shows that an operating range is expandable to a high-speed side.

[0084] In addition, it is possible to give the property to which an electrical-potential-difference limitation is made to carry out asymptotic [of the electrical-potential-difference command] instead of clipping an electrical-potential-difference command, using a voltage limiter as an approach of bringing an inverter output voltage wave close to a square wave, and also it is possible to add the 3rd harmonic so that the peak of a fundamental wave may be lowered.

[0085] Drawing 12 is the block diagram showing the embodiment of further others of the brushless DC motor control device of this invention.

[0086] The point that this brushless DC motor control device differs from the brushless DC motor control device of drawing 8 is only a point which contains further the electrical-potential-difference amendment section 12 which amends an electrical-potential-difference command so that the increment rate of a fundamental-wave component to the increment in an output voltage command may become fixed.

[0087] This electrical-potential-difference amendment section 12 carries out the multiplication of the correction factor for example, to an electrical-potential-difference command.

[0088] Furthermore, it explains.

[0089] The output wave of drawing 13 is drawing in which only a fundamental wave shows the electrical-potential-difference correction factor in the case of single phase. In addition, axes of abscissa are an electrical-potential-difference command (p-p) / inverter input voltage.

[0090] This value calculates the fundamental wave of a command electrical potential difference, and the fundamental wave after an electrical-potential-difference limit, is acquired by plotting that ratio, and, also in the case of a three phase circuit, can be computed easily.

[0091] Therefore, what is necessary is to give a formula, a table, etc. showing this electrical-potential-difference correction factor to the electrical-potential-difference amendment section 12, and just to make an electrical-potential-difference correction factor choose according to an electrical-potential-difference command.

[0092] In the brushless DC motor control unit of drawing 8, fundamental-wave components are reduced to an electrical-potential-difference command by clipping by the voltage limiter 11 [refer to (A) and (B) in drawing 14]. In addition, among drawing 14, (C) shows an electrical-potential-difference command and (D) shows output voltage among drawing 14, respectively.

[0093] However, in this embodiment, since the electrical-potential-difference amendment section 12 amends an electrical-potential-difference command as shown in (A) and (B) among drawing 15, as shown in (C) among drawing 15, the fundamental wave of output voltage can be made equal to the fundamental wave of an electrical-potential-difference command, as a result the fundamental-wave component of output voltage can be made to increase to a linear, and destabilization of control and degradation of a controllability can be controlled sharply. In addition, (D) shows output voltage among drawing 15.

[0094] In each above-mentioned embodiment, since the reaction to the electrical potential difference by rotation of magnetic flux, induced voltage, etc. and a current is detected and the Rota location is presumed, the Rota location cannot be presumed at the time of a motor halt. However, since a compressor does not need operation in a pole low-speed field, it matches an above-mentioned property and fitness. Therefore, when driving a compressor with a brushless DC motor, it is desirable to adopt each above-mentioned embodiment, and it can prevent beforehand that un-arranging [which each embodiment has] actualizes.

[0095] Moreover, the reduction in the noise and efficient-ization can be attained by superimposing the harmonic component of arbitration on a current and a voltage waveform.

[0096]

[Effect of the Invention] An electrical-potential-difference utilization factor can be raised, and it can carry out eburnation of the rotation location presumption, can raise [invention of claim 1 can reduce the effect of a motor property sharply,] a controllability, and does so the characteristic effectiveness that reduction of the

noise and improvement in effectiveness can moreover be attained.

[0097] An electrical-potential-difference utilization factor can be raised, and it can carry out eburnation of the rotation location presumption, can raise [ invention of claim 2 can reduce the effect of a motor property sharply, ] a controllability, and does so the characteristic effectiveness that reduction of the noise and improvement in effectiveness can moreover be attained.

[0098] In addition to the effectiveness of claim 1 or claim 2, invention of claim 3 does so the characteristic effectiveness that an operating range is expandable to a high-speed side.

[0099] In addition to the effectiveness of claim 3, invention of claim 4 does so the characteristic effectiveness that destabilization of control and degradation of a controllability can be controlled sharply.

[0100] In addition to which effectiveness of claim 1 to claim 4, invention of claim 5 does so the characteristic effectiveness that the precision of rotation location presumption can be raised.

[0101] Invention of claim 6 does so the same effectiveness as claim 5.

[0102] Invention of claim 7 does so the same effectiveness as claim 5.

[0103] In addition to which effectiveness of claim 1 to claim 7, invention of claim 8 does so the characteristic effectiveness that the reduction in the noise and efficient-ization can be attained.

[0104] An electrical-potential-difference utilization factor can be raised, and it can carry out eburnation of the rotation location presumption, can raise [ invention of claim 9 can reduce the effect of a motor property sharply, ] a controllability, and does so the characteristic effectiveness that reduction of the noise and improvement in effectiveness can moreover be attained.

[0105] An electrical-potential-difference utilization factor can be raised, and it can carry out eburnation of the rotation location presumption, can raise [ invention of claim 10 can reduce the effect of a motor property sharply, ] a controllability, and does so the characteristic effectiveness that reduction of the noise and improvement in effectiveness can moreover be attained.

[0106] The characteristic effectiveness referred to as that invention of claim 11 can expand an operating range to a high-speed side in addition to the effectiveness of claim 9 or claim 10 is done so.

[0107] In addition to the effectiveness of claim 11, invention of claim 12 does so the characteristic effectiveness that destabilization of control and degradation of a controllability can be controlled sharply.

[0108] In addition to which effectiveness of claim 9 to claim 12, invention of claim 13 does so the characteristic effectiveness that the precision of rotation location presumption can be raised.

[0109] Invention of claim 14 does so the same effectiveness as claim 13.

[0110] Invention of claim 15 does so the same effectiveness as claim 13.

[0111] In addition to which effectiveness of claim 9 to claim 15, invention of claim 16 does so the characteristic effectiveness that the reduction in the noise and efficient-ization can be attained.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIP1 are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram showing one embodiment of the brushless DC motor control device of this invention.

[Drawing 2] It is the block diagram showing an example of the configuration of a location and the rate presumption section.

[Drawing 3] It is the block diagram showing an example of the configuration of the wave generating section.

[Drawing 4] It is the block diagram showing other examples of the configuration of a location and the rate presumption section.

[Drawing 5] It is the block diagram showing other examples of the configuration of the wave generating section.

[Drawing 6] It is drawing showing a wave-like example memorized by wave memory.

[Drawing 7] It is the block diagram showing other embodiments of the brushless DC motor control device of this invention.

[Drawing 8] It is the block diagram showing the embodiment of further others of the brushless DC motor control device of this invention.

[Drawing 9] It is drawing explaining the increment in a fundamental-wave component with the clip of an electrical-potential-difference command.

[Drawing 10] It is drawing explaining the output limitation when not increasing a fundamental-wave component.

[Drawing 11] It is drawing explaining expansion of an operating range with the clip of an electrical-potential-difference command.

[Drawing 12] It is the block diagram showing the embodiment of further others of the brushless DC motor control device of this invention.

[Drawing 13] It is drawing showing an example of an electrical-potential-difference correction factor.

[Drawing 14] It is drawing explaining the reduction of a fundamental-wave component to the electrical-potential-difference command with the clip of an electrical-potential-difference command.

[Drawing 15] It is drawing explaining the relation between the electrical-potential-difference command after amendment, and inverter output voltage.

[Description of Notations]

3 Inverter 4 Brushless DC Motor

6 Location and Rate Presumption Section 7 7' Speed-Control Section

8 Wave Generating Section 9 Adder Unit

11 Voltage Limiter 12 Electrical-Potential-Difference Amendment Section

---

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2002-136172  
(P2002-136172A)

(43) 公開日 平成14年5月10日 (2002.5.10)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 2 P 6/16		F 0 4 B 49/06	3 4 1 E 3 H 0 4 5
F 0 4 B 49/06	3 4 1	H 0 2 P 5/00	X 5 H 5 5 0
H 0 2 P 5/00		6/02	3 4 1 N 5 H 5 6 0
21/00		5/408	C 5 H 5 7 6

審査請求 未請求 請求項の数16 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2000-322026 (P2000-322026)

(22) 出願日 平成12年10月20日 (2000. 10. 20)

(71) 出願人 000002853

ダイキン工業株式会社

大阪府大阪市北区中崎西2丁目4番12号

梅田センタービル

(72) 発明者 前田 敏行

滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2

株式会社ダイキン空調技術研究所内

(72) 発明者 小坂 学

滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2

株式会社ダイキン空調技術研究所内

(74) 代理人 100087804

弁理士 津川 友士

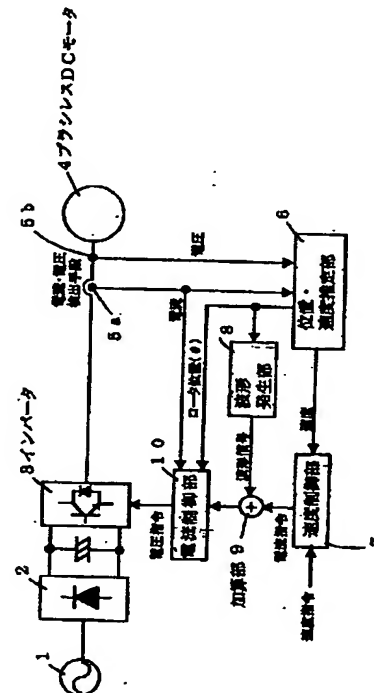
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ブラシレスDCモータ制御方法およびその装置

(57) 【要約】

【課題】 電圧利用率を向上させ、モータ特性の影響を大幅に低減し、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成する。

【解決手段】 モータモデルが設定されているとともに、モータ電流および電圧を入力として所定の演算を行い、回転子の回転速度および回転子の回転位置を推定する位置・速度推定部6と、推定された速度および外部から与えられる速度指令を入力として速度制御演算を行って電流指令を出力する速度制御部7と、推定された回転位置を入力として任意の調波成分に対応する波形信号を発生する波形発生部8と、電流指令と波形信号とを加算する加算部9と、加算部9による加算結果、モータ電流、および回転位置を入力として電流制御演算を行って電圧指令を出力し、インバータ3に供給する電流制御部10とを有している。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータ(4)を制御する方法であって、

インバータ(3)の出力電流または出力電圧の波形を、任意の調波成分が重畳した波形とすることを特徴とするブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項2】 モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータ(4)を制御する方法であって、

回転位置推定結果を用いてブラシレスDCモータ(4)に重畳すべき電圧を決定することを特徴とするブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項3】 インバータ(3)の出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧の基本波成分を増加させるべく出力電圧波形を矩形波に近づけるようにインバータ(3)を制御する請求項1または請求項2に記載のブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項4】 インバータ(3)の出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧指令の増加に対する出力電圧波形に含まれる基本波成分の増加割合を一定にすべくインバータ制御のためのゲインを制御する請求項3に記載のブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項5】 モータ逆モデルに基づく演算およびフィルタ演算によって回転位置の推定を行う請求項1から請求項4の何れかに記載のブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項6】 モータ逆モデルは回転座標モデルである請求項5に記載のブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項7】 モータ逆モデルは固定座標モデルである請求項5に記載のブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項8】 ブラシレスDCモータ(4)は圧縮機駆動用ブラシレスDCモータ(4)である請求項1から請求項7の何れかに記載のブラシレスDCモータ制御方法。

【請求項9】 モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転位置推定手段(6)によって回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータ(4)を制御する装置であって、

インバータ(3)の出力電流または出力電圧の波形を、任意の調波成分が重畳した波形とする波形設定手段(7)(8)(9)を含むことを特徴とするブラシレスDCモータ制御装置。

【請求項10】 モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転位置推定手段(6)によって回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータ(4)を制御する装置であって、

回転位置推定結果を用いてブラシレスDCモータ(4)

に重畳すべき電圧を決定する印加電圧決定手段(7') (8)(9)を含むことを特徴とするブラシレスDCモータ制御装置。

【請求項11】 インバータ(3)の出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧の基本波成分を増加させるべく出力電圧波形を矩形波に近づけるようにインバータ(3)を制御するインバータ制御手段(11)(12)をさらに含む請求項9または請求項10に記載のブラシレスDCモータ制御装置。

10 【請求項12】 前記インバータ制御手段(12)は、インバータ(3)の出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧指令の増加に対する出力電圧波形に含まれる基本波成分の増加割合を一定にすべくインバータ制御のためのゲインを制御するものである請求項11に記載のブラシレスDCモータ制御装置。

【請求項13】 前記回転位置推定手段(6)は、モータ逆モデルに基づく演算およびフィルタ演算によって回転位置の推定を行うものである請求項9から請求項12の何れかに記載のブラシレスDCモータ制御装置。

20 【請求項14】 モータ逆モデルは回転座標モデルである請求項13に記載のブラシレスDCモータ制御装置。

【請求項15】 モータ逆モデルは固定座標モデルである請求項13に記載のブラシレスDCモータ制御装置。

【請求項16】 ブラシレスDCモータ(4)は圧縮機駆動用ブラシレスDCモータ(4)である請求項9から請求項15の何れかに記載のブラシレスDCモータ制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

30 【発明の属する技術分野】この発明はブラシレスDCモータ制御方法およびその装置に関し、さらに詳細に言えば、センサを用いることなく回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御する方法およびその装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来から、各種の機器の駆動源としてブラシレスDCモータが採用されているが、このブラシレスDCモータに対しては、電圧利用率の向上(過変調)による運転範囲拡大と高効率化、制御性向上、低騒音化が要求されているとともに、回転子の回転位置を検出するためのセンサを不要とすることによる信頼性向上とコストダウン、およびセンサレス制御を行う場合にはその緻密化が要求されている。

【0003】そして、このような要求を満足させるためのブラシレスDCモータ制御方法として、(1)「IPMモータのセンサレス制御」、モータ技術シンポジウムB-5、1999/3に示すように、誘起電圧を外乱として考える外乱オブザーバを用いたセンサレスベクトル制御が提案されている。このセンサレスベクトル制御は、外乱オブザーバ、および過変調を伴わない電流制御



を用いる制御方法である。

【0004】また、(2) ブラシレスDCモータの固定子巻線に通電する期間を $120^\circ$ に設定することによってモータの無通電相の誘起電圧を観測し、モータ誘起電圧から回転子回転位置を検出するとともに、電圧位相制御を行ってブラシレスDCモータを制御する方法も提案されている。

【0005】さらに、(3) 制御ブラシレスDCモータのY結線された固定子巻線の中性点の電位を検出し、中性点電位から回転子回転位置を検出するとともに、電圧制御もしくは電流制御を行ってブラシレスDCモータを制御する方法も提案されている。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】しかし、(1)の方法を採用した場合には、電流制御を用いている関係上、電圧利用率を上げることができないので、モータ巻線を少なくして誘起電圧を下げるが必要になり、ひいては効率が低下してしまうという不都合がある。

【0007】(2)の方法を採用した場合には、無通電相における誘起電圧を観測する関係上、通電幅を拡大することができず、電圧利用率を上げることができないという不都合がある。また、電圧位相の制御範囲が小さく、IPM(埋込磁石構造の回転子を有するブラシレスDCモータ)を効率よく運転することができないという不都合もある。さらに、 $60^\circ$ 毎の回転位置検出を行うことができるだけであるから、制御を緻密化することが困難であるという不都合もある。

【0008】(3)の方法を採用した場合には、誘起電圧を観測する場合のような不都合は発生しないが、モータ構造、モータ特性により制御性が大きく変化し、運転することができないモータが存在する可能性があるという不都合がある。また、 $60^\circ$ 毎の回転位置検出を行うことができるだけであるから、制御を緻密化することが困難であるという不都合もある。

【0009】

【発明の目的】この発明は上記の問題点に鑑みてなされたものであり、モータ特性の影響を殆ど受けることなく、電圧利用率の向上、騒音低減、効率向上、制御の緻密化を達成することができるブラシレスDCモータ制御方法およびその装置を提供することを目的としている。

【0010】

【課題を解決するための手段】請求項1のブラシレスDCモータ制御方法は、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御するに当たって、インバータの出力電流または出力電圧の波形を、任意の調波成分が重畳した波形とする方法である。

【0011】請求項2のブラシレスDCモータ制御方法は、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシ

レスDCモータを制御するに当たって、回転位置推定結果を用いてブラシレスDCモータに重畳すべき電圧を決定する方法である。

【0012】請求項3のブラシレスDCモータ制御方法は、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧の基本波成分を増加させるべく出力電圧波形を矩形波に近づけるようにインバータを制御する方法である。

【0013】請求項4のブラシレスDCモータ制御方法は、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧指令の増加に対する出力電圧波形に含まれる基本波成分の増加割合を一定にすべくインバータ制御のためのゲインを制御する方法である。

【0014】請求項5のブラシレスDCモータ制御方法は、モータ逆モデルに基づく演算およびフィルタ演算によって回転位置の推定を行う方法である。

【0015】請求項6のブラシレスDCモータ制御方法は、モータ逆モデルとして回転座標モデルを採用する方法である。

【0016】請求項7のブラシレスDCモータ制御方法は、モータ逆モデルとして固定座標モデルを採用する方法である。

【0017】請求項8のブラシレスDCモータ制御方法は、ブラシレスDCモータとして圧縮機駆動用ブラシレスDCモータを採用する方法である。

【0018】請求項9のブラシレスDCモータ制御装置は、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転位置推定手段によって回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御するものであって、インバータの出力電流または出力電圧の波形を、任意の調波成分が重畳した波形とする波形設定手段を含むものである。

【0019】請求項10のブラシレスDCモータ制御装置は、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御するものであって、回転位置推定結果を用いてブラシレスDCモータに重畳すべき電圧を決定する印加電圧決定手段を含むものである。

【0020】請求項11のブラシレスDCモータ制御装置は、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧の基本波成分を増加させるべく出力電圧波形を矩形波に近づけるようにインバータを制御するインバータ制御手段をさらに含むものである。

【0021】請求項12のブラシレスDCモータ制御装置は、前記インバータ制御手段として、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧指令の増加に対する出力電圧波形に含まれる基本波成分の増加割合を一定にすべくインバータ制御のためのゲインを制御するものを採用するものである。

【0022】請求項13のブラシレスDCモータ制御装

置は、前記回転位置推定手段として、モータ逆モデルに基づく演算およびフィルタ演算によって回転位置の推定を行うものを採用するものである。

【0023】請求項14のブラシレスDCモータ制御装置は、モータ逆モデルとして回転座標モデルを採用するものである。

【0024】請求項15のブラシレスDCモータ制御装置は、モータ逆モデルとして固定座標モデルを採用するものである。

【0025】請求項16のブラシレスDCモータ制御装置は、ブラシレスDCモータとして圧縮機駆動用ブラシレスDCモータを採用するものである。

【0026】

【作用】請求項1のブラシレスDCモータ制御方法であれば、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御するに当たって、インバータの出力電流または出力電圧の波形を、任意の調波成分が重畳した波形とするのであるから、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができる。

【0027】請求項2のブラシレスDCモータ制御方法であれば、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御するに当たって、回転位置推定結果を用いてブラシレスDCモータに重畳すべき電圧を決定するのであるから、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができる。

【0028】請求項3のブラシレスDCモータ制御方法であれば、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧の基本波成分を増加させるべく出力電圧波形を矩形波に近づけるようにインバータを制御するのであるから、請求項1または請求項2の作用に加え、運転範囲を高速側に拡大することができる。

【0029】請求項4のブラシレスDCモータ制御方法であれば、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧指令の増加に対する出力電圧波形に含まれる基本波成分の増加割合を一定にすべくインバータ制御のためのゲインを制御するのであるから、請求項3の作用に加え、制御の不安定化や制御性の劣化を大幅に抑制することができる。

【0030】請求項5のブラシレスDCモータ制御方法であれば、モータ逆モデルに基づく演算およびフィルタ演算によって回転位置の推定を行うのであるから、請求項1から請求項4の何れかの作用に加え、回転位置推定

の精度を高めることができる。

【0031】請求項6のブラシレスDCモータ制御方法であれば、モータ逆モデルとして回転座標モデルを採用するのであるから、請求項5と同様の作用を達成することができる。

【0032】請求項7のブラシレスDCモータ制御方法であれば、モータ逆モデルとして固定座標モデルを採用するのであるから、請求項5と同様の作用を達成することができる。

【0033】請求項8のブラシレスDCモータ制御方法であれば、ブラシレスDCモータとして圧縮機駆動用ブラシレスDCモータを採用するのであるから、請求項1から請求項7の何れかの作用に加え、低騒音化、高効率化を達成することができる。

【0034】請求項9のブラシレスDCモータ制御装置であれば、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転位置推定手段によって回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御するに当たって、波形設定手段によって、インバータの出力電流または出力電圧の波形を、任意の調波成分が重畳した波形とすることができる。

【0035】したがって、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができる。

【0036】請求項10のブラシレスDCモータ制御装置であれば、モータ電流、電圧および機器定数を用いて回転子の回転位置を推定し、回転位置推定結果に基づいてブラシレスDCモータを制御するに当たって、印加電圧決定手段によって、回転位置推定結果を用いてブラシレスDCモータに重畳すべき電圧を決定することができる。

【0037】したがって、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができる。

【0038】請求項11のブラシレスDCモータ制御装置であれば、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧の基本波成分を増加させるべく出力電圧波形を矩形波に近づけるようにインバータを制御するインバータ制御手段をさらに含むのであるから、請求項9または請求項10の作用に加え、運転範囲を高速側に拡大することができる。

【0039】請求項12のブラシレスDCモータ制御装置であれば、前記インバータ制御手段として、インバータの出力電圧が限界電圧に達した場合に、出力電圧指令の増加に対する出力電圧波形に含まれる基本波成分の増加割合を一定にすべくインバータ制御のためのゲインを

制御するものを採用するのであるから、請求項11の作用に加え、制御の不安定化や制御性の劣化を大幅に抑制することができる。

【0040】請求項13のブラシレスDCモータ制御装置であれば、前記回転位置推定手段として、モータ逆モデルに基づく演算およびフィルタ演算によって回転位置の推定を行うものを採用するのであるから、請求項9から請求項12の何れかの作用に加え、回転位置推定の精度を高めることができる。

【0041】請求項14のブラシレスDCモータ制御装置であれば、モータ逆モデルとして回転座標モデルを採用するのであるから、請求項13と同様の作用を達成することができる。

【0042】請求項15のブラシレスDCモータ制御装置であれば、モータ逆モデルとして固定座標モデルを採用するのであるから、請求項13と同様の作用を達成することができる。

【0043】請求項16のブラシレスDCモータ制御装置であれば、ブラシレスDCモータとして圧縮機駆動用ブラシレスDCモータを採用するのであるから、請求項9から請求項15の何れかの作用に加え、低騒音化、高効率化を達成することができる。

【0044】

【発明の実施の形態】以下、添付図面を参照して、この発明のブラシレスDCモータ制御方法およびその装置の実施の態様を詳細に説明する。

【0045】図1はこの発明のブラシレスDCモータ制御装置の一実施態様を示すブロック図である。

【0046】このブラシレスDCモータ制御装置は、交流電源1を入力として直流電力を得るコンバータ2と、この直流電力を入力として交流電力を得るブラシレスDCモータ4に供給するインバータ3と、ブラシレスDCモータ4に供給されるモータ電流を検出する電流検出部\*

$$C(\hat{\theta}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \cos(\hat{\theta} - 2\pi/3) & \cos(\hat{\theta} + 2\pi/3) \\ -\sin \hat{\theta} & -\sin(\hat{\theta} - 2\pi/3) & -\sin(\hat{\theta} + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \gamma \\ \delta \end{bmatrix} = C(\hat{\theta}) \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix}$$

【0050】この場合には、回転座標モータモデルを用いてロータ位置 $(\theta)$ を推定することができる。

【0051】なお、この図、および以下の図において、 $\alpha\beta$ 座標は2相直交固定座標、 $\gamma\delta$ 座標は $\hat{\theta}$ 回転座標、 $\theta$ は電気角、 $\hat{\omega}$ は推定電気角速度、 $v_s$ は三相電圧、 $i_s$ は三相電流、 $v_{\gamma\delta}$ は $\gamma\delta$ 軸電圧、 $i_{\gamma\delta}$ は $\gamma\delta$ 軸電流、 $e_{\gamma\delta}$ は $\gamma\delta$ 軸誘起電圧、 $\alpha 1$ 、 $\beta 1$ はフィルタ伝達関数の極、 $L_d$ はd軸インダクタンス、 $L_q$ はq軸インダクタンス、 $R$ は電機子抵抗、 $\phi$ は電機子鎖交磁束、 $k_\theta$ はフィードバックゲイン、 $s$ は微分演算子、 $|| \cdot ||$ は2乗和の平方根、 $\text{sign}(x)$ は $x$ が正な

\*5aと、ブラシレスDCモータ4の端子における電圧を検出する電圧検出手段5bと、モータモデルが設定されているとともに、モータ電流および電圧を入力として所定の演算を行い、回転子の回転速度（以下、単に速度と称する）および回転子の回転位置（以下、ロータ位置 $(\theta)$ と称する）を推定する位置・速度推定部6と、推定された速度および外部から与えられる速度指令を入力として速度制御演算を行って電流指令を出力する速度制御部7と、推定されたロータ位置 $(\hat{\theta})$ を入力として任意の調波成分に対応する波形信号を発生する波形発生部8と、電流指令と波形信号とを加算する加算部9と、加算部9による加算結果、モータ電流、およびロータ位置 $(\hat{\theta})$ を入力として電流制御演算を行って電圧指令を出力し、インバータ3に供給する電流制御部10とを有している。

【0047】図2は前記位置・速度推定部6の構成の一例を示すブロック図である。

【0048】この位置・速度推定部6は、ロータ位置 $(\hat{\theta})$ に応じて3相電圧を入力として $\gamma\delta$ 変換（数1参照）を行って $\gamma\delta$ 電圧ベクトルを出力する3相 $\rightarrow\gamma\delta$ 変換部61と、ロータ位置 $(\hat{\theta})$ に応じて3相電流を入力として $\gamma\delta$ 変換を行って $\gamma\delta$ 電流ベクトルを出力する3相 $\rightarrow\gamma\delta$ 変換部62と、 $\gamma\delta$ 電流ベクトルを入力として電圧ベクトルを出力するモータ逆モデル部63と、モータ逆モデル部63から出力される電圧ベクトルと3相 $\rightarrow\gamma\delta$ 変換部61から出力される電圧ベクトルとの差を算出する差算出部64と、差算出部64から出力される差を入力とするフィルタ65と、フィルタからの出力を入力としてロータ位置 $(\theta)$ の推定を行う位置推定部66と、ロータ位置 $(\hat{\theta})$ を入力として微分処理を行って速度を出力する微分部67とを有している。

【0049】

【数1】

ら+、負なら-を返す関数、 $\Delta$ はモータモデルと実モータとの誤差、 $\hat{\cdot}$ はセンサ値、 $\wedge$ は推定値をそれぞれ示し、数2のように与えられる。

【0052】

【数2】

$$\begin{aligned}
 v_{\gamma\delta} &= [v_{\gamma}, v_{\delta}]^T \\
 i_{\gamma\delta} &= [i_{\gamma}, i_{\delta}]^T \\
 \varepsilon_{\gamma\delta} &= [\varepsilon_{\gamma}, \varepsilon_{\delta}]^T \\
 v_{\alpha\beta} &= [v_{\gamma}, v_{\delta}]^T \\
 i_{\alpha\beta} &= [i_{\gamma}, i_{\delta}]^T \\
 v_s &= [v_u, v_v, v_w]^T \\
 i_s &= [i_u, i_v, i_w]^T \\
 L_1 &= \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \\
 L_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \\
 \alpha_1 &= \begin{bmatrix} \alpha_{\gamma} & 0 \\ 0 & \beta_{\gamma} \end{bmatrix} \\
 \beta_1 &= \begin{bmatrix} \alpha_{\delta} & 0 \\ 0 & \beta_{\delta} \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

【0053】図3は前記波形発生部8の構成の一例を示すブロック図である。

【0054】この波形発生部8は、1/N次調波、・・・、1/2次調波、0次調波、1次調波、2次調波、・・・、n次調波の振幅、位相を記憶している1/N次調波記憶部、・・・、1/2次調波記憶部、0次調波記憶部、1次調波記憶部、2次調波記憶部、・・・、n次調波記憶部を有しているとともに、ロータ位置( $\theta$ )がこれらの記憶部に供給されることにより各記憶部から読み出される振幅を加算する加算部を有しており、全ての記憶部からの読み出し値を加算した結果を波形信号として出力する。

【0055】上記の構成のブラシレスDCモータ制御装置の作用は次のとおりである。

【0056】モータ電流および電圧を検出して位置・速度推定部6に供給することによってロータ位置( $\hat{\theta}$ )および速度を推定することができる。

【0057】そして、推定された速度を速度制御部7に供給することにより電流指令を得ることができる。

【0058】また、ロータ位置( $\hat{\theta}$ )を波形発生部8に供給することにより、任意の調波成分を表す波形信号を発生する。

【0059】このようにして得られた電流指令と波形信号とを加算して電流制御部10に供給するとともに、モータ電流およびロータ位置( $\hat{\theta}$ )をも電流制御部10に供給して電圧指令を得てインバータ3を制御し、インバータ3からの出力を供給することによりブラシレスDCモータ4を制御する。

【0060】したがって、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成すること

ができる。

【0061】なお、この実施態様においては、電圧を直接検出するようにしているが、インバータ3を駆動するためのPWMパターンなどから推定するようにしてもよい。

【0062】図4は位置・速度推定部6の構成の他の例を示すブロック図である。

【0063】この位置・速度推定部6が図2の位置・速度推定部6と大きく異なる点は、回転座標モータモデルに代えて固定座標モータモデルを採用した点である。

【0064】この位置・速度推定部6は、3相電圧を入力として $\alpha\beta$ 電圧ベクトルを出力する3相→2相変換部71と、3相電流を入力として $\alpha\beta$ 電流ベクトルを出力する3相→2相変換部72と、 $\alpha\beta$ 電流ベクトルを入力として電圧ベクトルを得て3相→2相変換部71から出力される電圧ベクトルとの差を算出し、積分した後、 $\alpha\beta$ 電流ベクトルおよびq軸インダクタンス $L_q$ に基づく処理結果との差を算出するモータ逆モデル部73と、モータ逆モデル部73からの出力に対して $\tan^{-1}$ 処理を行ってロータ位置( $\hat{\theta}$ )を出力するロータ位置算出部74と、ロータ位置( $\hat{\theta}$ )を入力として微分処理を行って速度を出力する微分部75とを有している。

【0065】この場合にも図2の位置・速度推定部6と同様にロータ位置( $\hat{\theta}$ )および速度を推定することができる。

【0066】図5は波形発生部8の構成の他の例を示すブロック図である。

【0067】この波形発生部8においては、ロータ位置( $\theta$ )に応じた振幅を記憶する波形メモリを設けているので、図3の場合と比較して構成を簡単化することができる。

【0068】ここで、波形メモリに記憶される波形は、例えば、図6に示すように、ロータ位置( $\theta$ )が0～2 $\pi$ に範囲に対応する振幅の変化波形である。

【0069】ただし、波形メモリに記憶される波形の長さは必要とされる調波に応じて設定される。例えば、1/2次調波が必要な場合には、0～4 $\pi$ までの振幅の変化波形を記憶する。また、メモリ容量を低減するために、対称性から推定できる最小長さの波形のみを記憶すればよい。例えば、1/2次調波が必要な場合には、0～4 $\pi$ までの振幅の変化波形を記憶する。

【0070】図7はこの発明のブラシレスDCモータ制御装置の他の実施態様を示すブロック図である。

【0071】このブラシレスDCモータ制御装置が図1のブラシレスDCモータ制御装置と異なる点は、速度制御部7に代えて、推定速度、ロータ位置( $\hat{\theta}$ )、および速度指令を入力として速度制御演算を行って電圧指令を出力する速度制御部7'を採用した点、および電流制御部10を省略した点のみである。

【0072】この構成のブラシレスDCモータ制御装置

を採用した場合には、モータ電流および電圧を検出して位置・速度推定部6によってロータ位置( $\theta$ )および速度を推定する。

【0073】そして、推定されたロータ位置( $\theta$ )、速度、および速度指令に基づいて電圧指令を算出する。

【0074】一方、ロータ位置( $\theta$ )に基づいて波形信号を発生し、電圧指令と加算して電圧指令を補正し、インバータ3に供給してインバータ3を制御し、インバータ3からの出力を供給することによりブラシレスDCモータ4を制御する。

【0075】この場合において、電圧波形が正弦波であっても、モータの特性や負荷の影響を受けて電流波形は非正弦波になる。しかし、位置・速度推定部6において、モータ逆モデルおよびフィルタを用いてロータ位置( $\theta$ )の推定を行っているので、ロータ位置の推定精度を高めることができる。

【0076】したがって、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができる。回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができる。

【0077】図8はこの発明のブラシレスDCモータ制御装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

【0078】このブラシレスDCモータ制御装置が図1のブラシレスDCモータ制御装置と異なる点は、電流制御部10から出力される電圧指令を電圧リミッタ11を介してインバータ3に供給する点のみである。

【0079】この構成のブラシレスDCモータ制御装置を採用した場合の作用は次のとおりである。

【0080】電圧指令が電圧リミッタ11に設定された電圧限界を越えていない場合には、電圧指令がそのままインバータ3に供給されるので、図1のブラシレスDCモータ制御装置と同様の作用を達成することができる。

【0081】逆に、電圧指令が電圧リミッタ11に設定された電圧限界を越える場合には、単相分のみを示す図9に示すように、電圧指令が電圧限界でクリップされ【図9中(A)参照】、矩形波に近づくので、インバータ出力電圧も矩形波に近づく【図9中(C)参照】。この結果、同じ出力限界電圧であっても基本波成分を大きくすることができ【図9中(B)参照】、ブラシレスDCモータ4の運転範囲を高速側に拡大することができる。

【0082】これは、図10に示すように、電圧指令が電圧限界以下である場合【図10中(A)参照】における基本波成分【図10中(B)参照】と比較することにより簡単に理解することができる。

【0083】また、電圧リミッタを用いない場合の運転範囲を示すシミュレーション結果【図11中(A)参照】、電圧リミッタを用いる場合の運転範囲を示すシミュレーション結果【図11中(B)参照】、および電圧

リミッタを用いる場合の運転範囲を示す実測結果【図11中(C)参照】を比較しても、電圧リミッタを用いることにより運転範囲を高速側に拡大できることが分かる。

【0084】なお、インバータ出力電圧波形を矩形波に近づける方法としては、電圧リミッタを用いて電圧指令をクリップする代わりに、電圧指令を電圧限界に漸近させる特性を持たせるようにすることが可能であるほか、基本波のピークを下げるように3次調波を加えるようにすることが可能である。

【0085】図12はこの発明のブラシレスDCモータ制御装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

【0086】このブラシレスDCモータ制御装置が図8のブラシレスDCモータ制御装置と異なる点は、出力電圧指令の増加に対する基本波成分の増加割合が一定となるように電圧指令を補正する電圧補正部12をさらに含む点のみである。

【0087】この電圧補正部12は、例えば電圧指令に対して補正係数を乗算するものである。

【0088】さらに説明する。

【0089】図13は、出力波形が基本波のみ、単相の場合の電圧補正係数を示す図である。なお、横軸は、電圧指令( $p-p$ )／インバータ入力電圧である。

【0090】この値は指令電圧の基本波と電圧リミット後の基本波を計算し、その比をプロットすることにより得られたものであり、3相の場合にも容易に算出することができる。

【0091】したがって、電圧補正部12に、この電圧補正係数を表す式、テーブルなどを持たせておき、電圧指令に応じて電圧補正係数を選択させればよい。

【0092】図8のブラシレスDCモータ制御装置では、電圧リミッタ11によってクリップされることにより電圧指令に対して基本波成分が削減される【図14中(A)(B)参照】。なお、図14中(C)が電圧指令を、図14中(D)が出力電圧を、それぞれ示している。

【0093】しかし、この実施態様では、図15中(A)(B)に示すように電圧補正部12によって電圧指令を補正するので、図15中(C)に示すように出力電圧の基本波を電圧指令の基本波と等しくすることができ、ひいては、出力電圧の基本波成分をリニアに増加させることができ、制御の不安定化や制御性の劣化を大幅に抑制することができる。なお、図15中(D)が出力電圧を示している。

【0094】上記の各実施態様においては、磁束、誘起電圧などの回転による電圧、電流へのリアクションを検出してロータ位置を推定するのであるから、モータ停止時にはロータ位置を推定することができない。しかし、圧縮機は極低速領域での運転が必要でないから、上記の

特性と良好にマッチする。したがって、ブラシレスDCモータによって圧縮機を駆動する場合に上記の各実施態様を採用することが好ましく、各実施態様の持つ不都合が顕在化することを未然に防止することができる。

【0095】また、任意の調波成分を電流、電圧波形に重畳することで、低騒音化、高効率化を達成することができる。

【0096】

【発明の効果】請求項1の発明は、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができるという特有の効果を奏する。

【0097】請求項2の発明は、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができるという特有の効果を奏する。

【0098】請求項3の発明は、請求項1または請求項2の効果に加え、運転範囲を高速側に拡大することができるという特有の効果を奏する。

【0099】請求項4の発明は、請求項3の効果に加え、制御の不安定化や制御性の劣化を大幅に抑制することができるという特有の効果を奏する。

【0100】請求項5の発明は、請求項1から請求項4の何れかの効果に加え、回転位置推定の精度を高めることができるという特有の効果を奏する。

【0101】請求項6の発明は、請求項5と同様の効果を奏する。

【0102】請求項7の発明は、請求項5と同様の効果を奏する。

【0103】請求項8の発明は、請求項1から請求項7の何れかの効果に加え、低騒音化、高効率化を達成することができるという特有の効果を奏する。

【0104】請求項9の発明は、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができるという特有の効果を奏する。

【0105】請求項10の発明は、電圧利用率を向上させることができ、モータ特性の影響を大幅に低減することができ、回転位置推定を緻密化して制御性を向上させることができ、しかも騒音の低減、効率の向上を達成することができるという特有の効果を奏する。

【0106】請求項11の発明は、請求項9または請求項10の効果に加え、運転範囲を高速側に拡大することができるという特有の効果を奏する。

【0107】請求項12の発明は、請求項11の効果に

加え、制御の不安定化や制御性の劣化を大幅に抑制することができるという特有の効果を奏する。

【0108】請求項13の発明は、請求項9から請求項12の何れかの効果に加え、回転位置推定の精度を高めることができるという特有の効果を奏する。

【0109】請求項14の発明は、請求項13と同様の効果を奏する。

【0110】請求項15の発明は、請求項13と同様の効果を奏する。

【0111】請求項16の発明は、請求項9から請求項15の何れかの効果に加え、低騒音化、高効率化を達成することができるという特有の効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明のブラシレスDCモータ制御装置の一実施態様を示すブロック図である。

【図2】位置・速度推定部の構成の一例を示すブロック図である。

【図3】波形発生部の構成の一例を示すブロック図である。

【図4】位置・速度推定部の構成の他の例を示すブロック図である。

【図5】波形発生部の構成の他の例を示すブロック図である。

【図6】波形メモリに記憶される波形の一例を示す図である。

【図7】この発明のブラシレスDCモータ制御装置の他の実施態様を示すブロック図である。

【図8】この発明のブラシレスDCモータ制御装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

【図9】電圧指令のクリップによる基本波成分の増加を説明する図である。

【図10】基本波成分の増加を行わない場合の出力限界を説明する図である。

【図11】電圧指令のクリップによる運転範囲の拡大を説明する図である。

【図12】この発明のブラシレスDCモータ制御装置のさらに他の実施態様を示すブロック図である。

【図13】電圧補正係数の一例を示す図である。

【図14】電圧指令のクリップによる電圧指令に対する基本波成分の減少を説明する図である。

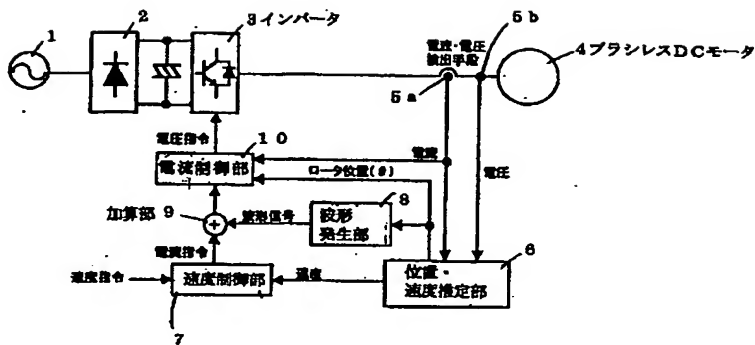
【図15】補正後の電圧指令とインバータ出力電圧との関係を説明する図である。

【符号の説明】

3 インバータ      4 ブラシレスDCモータ  
6 位置・速度推定部      7、7' 速度制御部  
8 波形発生部      9 加算部  
11 電圧リミッタ      12 電圧補正部



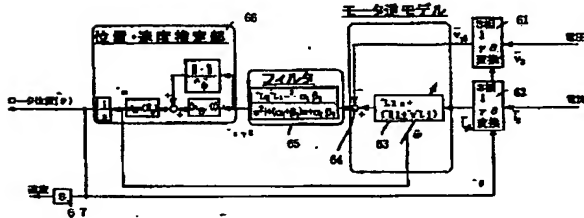
【図1】



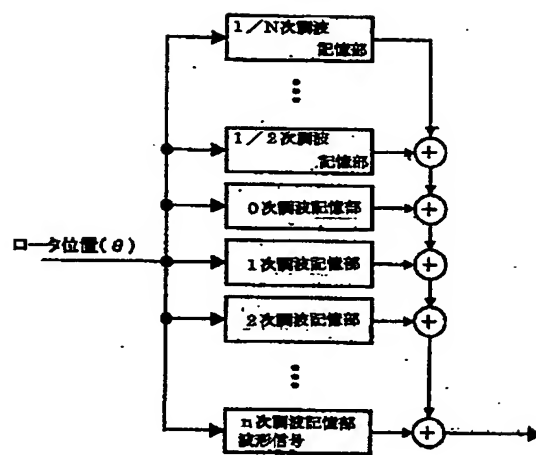
【図5】



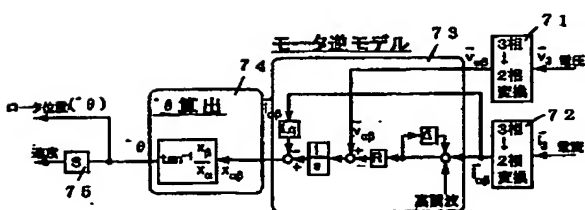
【図2】



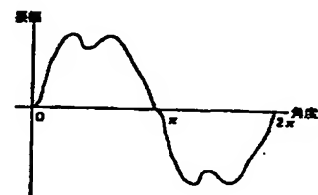
【図3】



【図4】

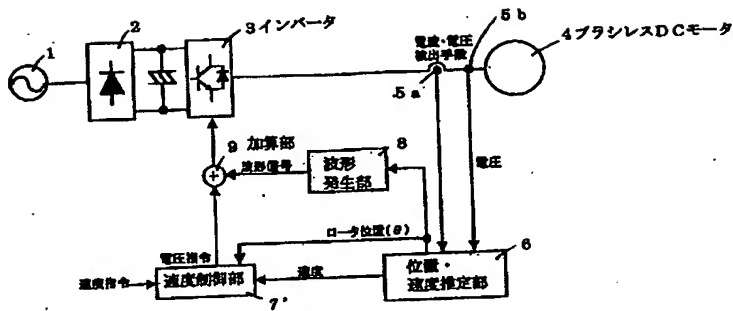


【図6】

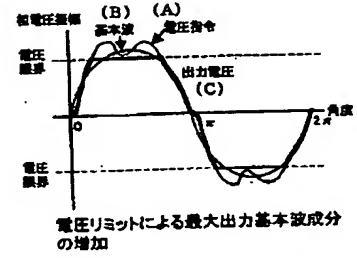




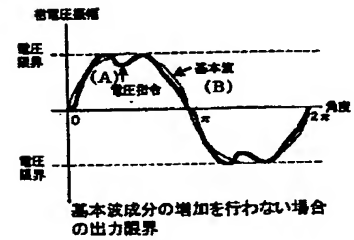
【図7】



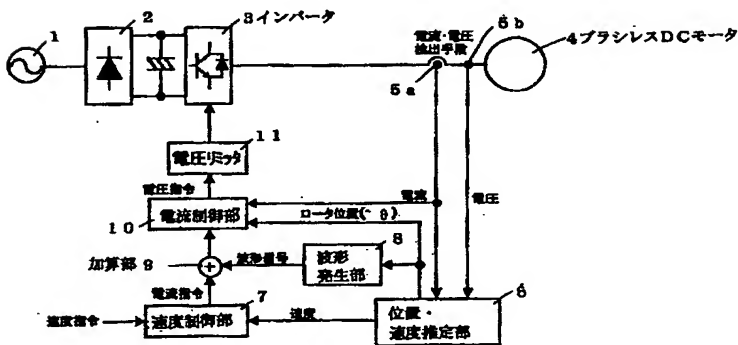
【図9】



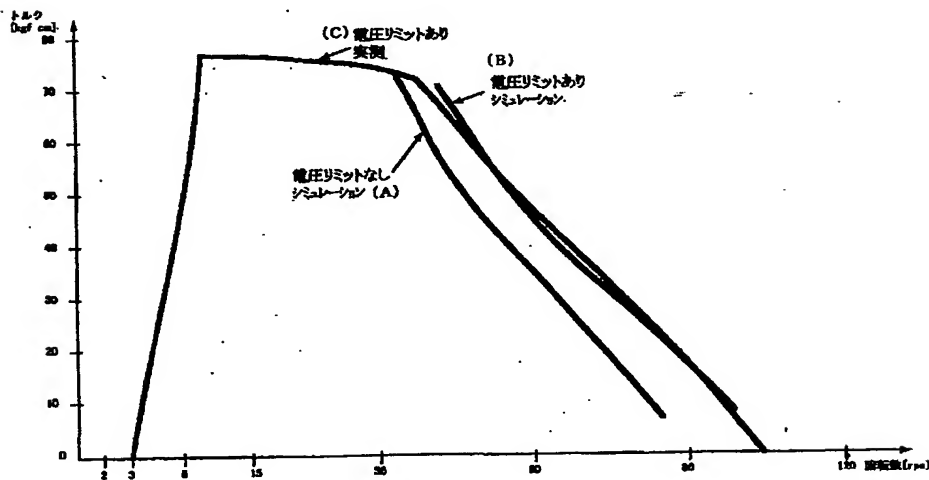
【図10】



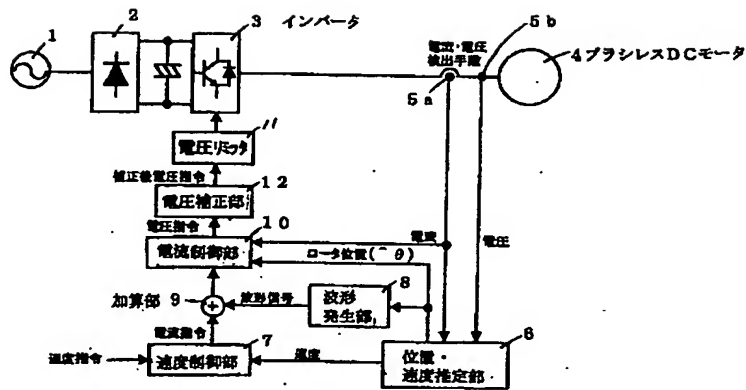
【図8】



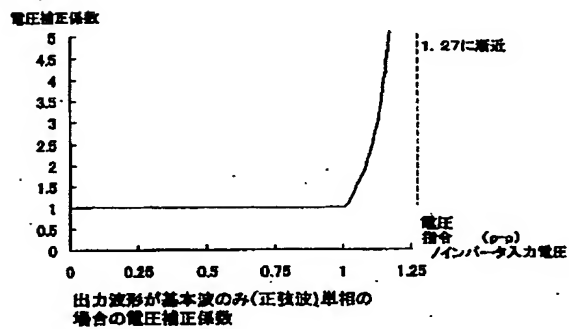
【図11】



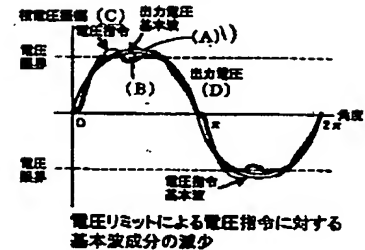
【図12】



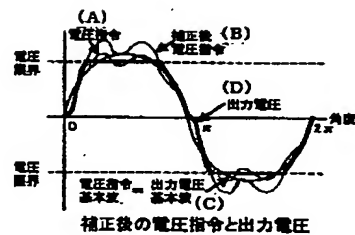
【図13】



【図14】



【図15】



フロントページの続き

(72)発明者 喜多 正信  
滋賀県草津市岡本町字大谷1000番地の2  
株式会社ダイキン空調技術研究所内

F ターム(参考) 3H045 AA09 AA25 BA12 BA38 CA09  
CA10 CA21 DA05 DA48 EA17  
EA20 EA26 EA37  
5H550 AA09 BB02 BB03 BB05 CC05  
DD04 EE10 FF08 GG03 GG05  
GG06 GG10 HA07 HB07 JJ03  
JJ04 JJ17 JJ25 JJ26 LL14  
LL15 LL22 LL23 LL35  
5H560 BB04 BB07 DA13 DB13 DC12  
DC13 EB01 EC05 GG04 RR07  
SS07 TT15 UA02 XA02 XA04  
XA05 XA10  
5H576 AA10 BB02 BB04 DD02 DD07  
EE01 EE11 EE19 FF08 GG04  
GG05 GG08 HB02 JJ04 JJ17  
JJ23 JJ25 JJ26 JJ28 LL22  
LL24 LL25 LL34 LL41